

LAW OFFICES  
**SUGHRUE, MION, ZINN, MACPEAK & SEAS, PLLC**  
2100 PENNSYLVANIA AVENUE, N.W.  
WASHINGTON, DC 20037-3213  
TELEPHONE (202) 293-7060  
FACSIMILE (202) 293-7860  
www.sughrue.com

J1017 U.S. PTO  
09/822374  
04/02/01

April 2, 2001

BOX PATENT APPLICATION  
Commissioner for Patents  
Washington, D.C. 20231

Re: Application of Yuji YAMAMOTO  
DIGITAL FILTER AND REFERENCE SIGNAL CANCELLING DEVICE AND  
METHOD USING THE SAME  
Our Ref. Q63838

Dear Sir:

Attached hereto is the application identified above including fourteen (14) sheets of the specification, including the claims and abstract, two (2) sheets of drawings, executed Assignment and PTO 1595 form, and executed Declaration and Power of Attorney.

The Government filing fee is calculated as follows:

Total claims	5 - 20	=		x	\$18.00	=	\$0.00
Independent claims	3 - 3	=		x	\$80.00	=	\$0.00
Base Fee							\$710.00
<b>TOTAL FILING FEE</b>							<b>\$710.00</b>
Recordation of Assignment							\$40.00
<b>TOTAL FEE</b>							<b>\$750.00</b>

Checks for the statutory filing fee of \$710.00 and Assignment recordation fee of \$40.00 are attached. You are also directed and authorized to charge or credit any difference or overpayment to Deposit Account No. 19-4880. The Commissioner is hereby authorized to charge any fees under 37 C.F.R. §§ 1.16 and 1.17 and any petitions for extension of time under 37 C.F.R. § 1.136 which may be required during the entire pendency of the application to Deposit Account No. 19-4880. A duplicate copy of this transmittal letter is attached.

Priority is claimed from March 31, 2000 based on JP Application No. 2000-099766. The priority document is enclosed herewith.

Since the anniversary of the priority date fell on a Saturday, the filing of this application on Monday, April 02, 2001, is sufficient to obtain the benefit of priority.

Respectfully submitted,  
SUGHRUE, MION, ZINN,  
MACPEAK & SEAS, PLLC  
Attorneys for Applicant

By: Pete A. Mexic 38,551  
Darryl Mexic  
Registration No. 23,063

DM/tmm

日 本 国 特 許 庁  
PATENT OFFICE  
JAPANESE GOVERNMENT

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日  
Date of Application:

2000年 3月31日

出 願 番 号  
Application Number:

特願2000-099766/

出 願 人  
Applicant(s):

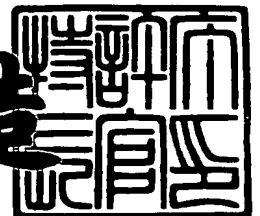
パイオニア株式会社



2001年 2月 2日

特許庁長官  
Commissioner,  
Patent Office

及川耕造



出証番号 出証特2001-3003162

【書類名】 特許願

【整理番号】 54P0507

【提出日】 平成12年 3月31日

【あて先】 特許庁長官 殿

【国際特許分類】 H03H 17/04

【発明の名称】 デジタルフィルタおよびデジタルフィルタを用いた  
基準信号キャンセル装置

【請求項の数】 4

【発明者】

【住所又は居所】 埼玉県川越市山田字西町 2 5 番地 1 パイオニア株式会  
社 川越工場内

【氏名】 山本 雄治

【特許出願人】

【識別番号】 000005016

【氏名又は名称】 パイオニア株式会社

【代理人】

【識別番号】 100060690

【弁理士】

【氏名又は名称】 瀧野 秀雄

【電話番号】 03-5421-2331

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 012450

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9102134

【ブルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 デジタルフィルタおよびデジタルフィルタを用いた基準信号キャンセル装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 2 次の帯域通過 I I R 型デジタルフィルタにおいて、  
 サンプリング周波数を通過帯域の中心周波数の 6 倍とし、  
 $n$  を 3 または 3 以上の奇数とするとき、1 次の入力帰還係数  $b_1$  を  $b_1 = -1 + 2^{-n}$ 、および 2 次の入力帰還係数  $b_2$  を  $b_2 = 1 - 2^{-(n-1)}$  とした、  
 ことを特徴とするデジタルフィルタ。

【請求項 2】 0 次の出力係数  $a_0$  を  $a_0 = 2^{-n}$ 、および 2 次の出力係数  $a_2$  を  $a_2 = -2^{-n}$  とした、ことを特徴とする請求項 1 記載のデジタルフィルタ。

【請求項 3】 0 次出力より 2 次出力を減算させ、該減算された出力に  $2^{-n}$  を乗算するようにした、ことを特徴とする請求項 1 記載のデジタルフィルタ。

【請求項 4】 FM 検波に含まれる基準信号を抽出するフィルタと、前記フィルタの出力信号と前記 FM 検波信号とを引算する引算器とを有する基準信号キャンセル装置において、

前記フィルタを 2 次の帯域通過 I I R 型デジタルフィルタで構成し、  
 サンプリング周波数を通過帯域の中心周波数の 6 倍とし、  
 $n$  を 3 または 3 以上の奇数とするとき、1 次の入力帰還係数  $b_1$  を  $b_1 = -1 + 2^{-n}$ 、および 2 次の入力帰還係数  $b_2$  を  $b_2 = 1 - 2^{-(n-1)}$  とした、  
 ことを特徴とするデジタルフィルタを用いた基準信号キャンセル装置。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】

本発明は 2 次の I I R 型のデジタルフィルタおよび 2 次の I I R 型のデジタルフィルタを用いる基準信号キャンセル装置に関する。

【0 0 0 2】

【従来の技術】

F M ステレオ放送においては F M 検波された信号にはステレオ復調の際に基準となる 1 9 K H z の単一周波数のパイロット信号が含まれ、このパイロット信号を除去するために、図 4 に示されるように、I I R (Infinite Impulse Response) フィルタで構成された帯域通過フィルタ 2 0 を設けてパイロット信号を抽出して減算器 2 1 に入力し、パイロット信号を除去している。

【 0 0 0 3 】

【発明が解決しようとする課題】

しかし、前述した I I R 型のフィルタはフィルタの係数の精度によって中心周波数、位相特性にばらつきを生じ、ばらつきを無くするために係数のビット数を大にする必要があり、回路規模が増大し、コスト増を招いていた。

【 0 0 0 4 】

そこで本発明は簡単な構成で精度の良い 2 次の I I R 型のデジタルフィルタおよび 2 次の I I R 型のデジタルフィルタを用いる基準信号キャンセル装置を提供することを課題とする。

【 0 0 0 5 】

【課題を解決するための手段】

請求項 1 の発明においては、2 次の帯域通過 I I R 型デジタルフィルタにおいて、

サンプリング周波数を通過帯域の中心周波数の 6 倍とし、

$n$  を 3 または 3 以上の奇数とするとき、1 次の入力帰還係数  $b_1$  を  $b_1 = -1 + 2^{-n}$ 、および 2 次の入力帰還係数  $b_2$  を  $b_2 = 1 - 2^{-(n-1)}$  とする。

【 0 0 0 6 】

請求項 2 の発明においては、0 次の出力係数  $a_0$  を  $a_0 = 2^{-n}$ 、および 2 次の出力係数  $a_2$  を  $a_2 = -2^{-n}$  とする。

請求項 3 の発明においては、0 次出力より 2 次出力を減算させ、該減算された出力に  $2^{-n}$  を乗算する。

【 0 0 0 7 】

請求項 4 の発明においては、F M 検波に含まれる基準信号を抽出するフィルタと、前記フィルタの出力信号と前記 F M 検波信号とを引算する引算器とを有する

基準信号キャンセル装置において、

前記フィルタを2次の帯域通過 I I R 型デジタルフィルタで構成し、

サンプリング周波数を通過帯域の中心周波数の6倍とし、

n を3または3以上の奇数とするとき、1次の入力帰還係数  $b_1$  を  $b_1 = -1 + 2^{-n}$ 、および2次の入力帰還係数  $b_2$  を  $b_2 = 1 - 2^{-(n-1)}$  とする。

【0008】

【発明の実施の形態】

本発明の実施の形態を説明する前に、本発明の原理を、図3を参照して説明する。

図3は一般の2次の I I R 型デジタルフィルタの構成を示している。

【0009】

図3で示すフィルタの伝達関数  $H(Z)$  は、

$$H(Z) = \frac{(a_0 + a_1 Z^{-1} + a_2 Z^{-2})}{(1 + b_1 Z^{-1} + b_2 Z^{-2})} \quad \dots (1)$$

で表され、振幅特性  $M(\omega)$  は、

$$M(\omega) = (O/Q)^{0.5} \quad \dots (2)$$

また遅延特性  $\tau(\omega)$  は、

$$\tau(\omega) = (P/O - R/Q) T \quad \dots (3)$$

で表される。

【0010】

ただし、O, P, Q, R および T は、

$$O = A^2 + C^2$$

$$P = C(C + a_2 \sin 2\omega T) - A(A - a_0 + a_2 \cos 2\omega T)$$

$$Q = B^2 + D^2$$

$$R = D(D + b_2 \sin 2\omega T) + B(B - 1 + b_2 \cos \omega T)$$

$$T = \text{サンプリング時間}$$

... (4)

であり、また A, B, C および D は、

$$A = a_0 + a_1 \cos \omega T + a_2 \cos 2\omega T$$

$$B = 1 + b_1 \cos \omega T + b_2 \cos 2\omega T$$

$$C = a_1 \sin \omega T + a_2 \sin 2\omega T$$

$$D = b_1 \sin \omega T + b_2 \sin 2\omega T$$

… (5)

である。

【0011】

ここで、2次の帯域通過フィルタの一般型は、

$$a_1 = 0$$

$$a_0 = -a_2$$

… (6)

である。

【0012】

そこで、サンプリング周波数  $f_s$  ( $= 1/T$ ) を帯域通過フィルタの中心周波数  $f_c$  の6倍に設定すると、

$$\omega_c T = 2\pi f_c T = \pi/3 \quad \dots (7)$$

$$2\omega_c T = 2\pi/3 \quad \dots (8)$$

となり、

$$\cos 2\omega T = -\cos \omega T \quad \dots (9)$$

$$\sin 2\omega T = \sin \omega T \quad \dots (10)$$

$$2\cos \omega T = 1 \quad \dots (11)$$

となる。

【0013】

したがって、式(5)のA、B、CおよびDは、

$$a_0 = a, \quad a_2 = -a \quad \dots (12)$$

とすると、

$$A = a + a \cos \omega T$$

$$B = (2 + b_1 - b_2) \cos \omega T$$

$$C = -a \sin \omega T$$

$$D = (b_1 + b_2) \sin \omega T$$

... (13)

となる。

【0014】

したがって、式(4)のO、P、QおよびRは、

$$\begin{aligned} O &= 2a^2 (1 + \cos \omega T) \\ Q &= (2 + b_1 - b_2)^2 \cos^2 \omega T + (b_1 + b_2)^2 \sin^2 \omega T \\ P &= 2a^2 (\sin^2 \omega T - \cos^2 \omega T - \cos \omega T) \\ R &= (b_1 + b_2)(b_1 + 2b_2) \sin^2 \omega T \\ &\quad + (2 + b_1 - b_2)(b_1 - 2b_2) \cos^2 \omega T \end{aligned}$$

... (14)

となる。

【0015】

そこで、

$$\begin{aligned} b_1 &= -(1 - a) \\ b_2 &= 1 - 2a \end{aligned}$$

... (15)

とおくと、

$$\begin{aligned} b_1 + b_2 &= -a \\ b_1 + 2b_2 &= 1 - 3a \\ 2 + b_1 - b_2 &= 3a \\ b_1 - 2b_2 &= -3 + 5a \end{aligned}$$

... (16)

となる。

【0016】

式(16)を式(14)のQおよびRに代入すると、QおよびRは、

$$\begin{aligned} Q &= 9a^2 \cos^2 \omega T + a^2 \sin^2 \omega T \\ R &= -a(1 - 3a) \sin^2 \omega T + 3a(-3 + 5a) \cos^2 \omega T \end{aligned}$$

... (17)

となる。



【0017】

また、 $\text{Cos}^2 \omega T$  および  $\text{Sin}^2 \omega T$  は式 (7) の関係を代入すると、

$$\text{Cos}^2 \omega T = 1/4, \text{Sin}^2 \omega T = 3/4 \quad \dots (18)$$

となるので、O, P, Q および R は、

$$O = 3a^2$$

$$P = 0$$

$$Q = 3a^2$$

$$R = 3a(2a - 1)$$

... (19)

となる。

【0018】

したがって、式 (19) を式 (2) および式 (3) に代入すると、振幅特性  $M(\omega)$  は、

$$M(\omega) = (O/Q)^{0.5} = 1 \quad \dots (20)$$

また遅延特性  $\tau(\omega)$  は、

$$\begin{aligned} \tau(\omega) &= (P/O - R/Q)T \\ &= (1 - 2a) / 6af_C \end{aligned} \quad \dots (21)$$

となる。

【0019】

そこで、

$$a = 2^{-n} \quad (n \text{ は } 0 \text{ 以上の整数}) \quad \dots (22)$$

とすると、式 (21) の遅延特性  $\tau(\omega)$  は、

$$\tau(\omega) = (2^n - 2) / f_C \quad \dots (23)$$

となり、

$$n = 3, 5, 7, 9, \dots (n = 1 \text{ 以外の正の奇数}) \quad \dots (24)$$

とすると、

$$\tau(\omega) f_C = 1, 5, 21, 85, \dots \quad \dots (25)$$

となり、群遅延量を  $1/f_C$  の整数倍でとることができ、入出力での中心周波数の位相が一致する。

【0020】

なお、

$$n = 2m + 1 \quad (m \text{ は } 0 \text{ より大の整数}) \quad \dots (26)$$

にとれば、式(23)は、

$$\tau(\omega) = (2^{2m} - 1) / 3 f_C \quad \dots (27)$$

で表すことができる。

【0021】

また  $n$  を式(26)で表すと式(22)の  $a$  は、

$$a = 2^{-(2m+1)} \quad \dots (28)$$

式(15)の  $b_1$  および  $b_2$  は、

$$b_1 = -(1 - 2^{-(2m+1)})$$

$$b_2 = 1 - 2^{-2m}$$

$$\dots (29)$$

となる。

【0022】

以上をまとめると、

① サンプリング周波数  $f_S$  を帯域通過フィルタの中心周波数  $f_C$  の6倍に選  
び、

②  $n$  を3または3以上の奇数とし、

③  $a_0 = 2^{-n}$ ,  $a_1 = 0$ ,  $a_2 = -2^{-n}$  とし、

④  $b_1 = -(1 - 2^{-n})$ 、

⑤  $b_2 = 1 - 2^{-(n-1)}$  とすると、

⑥ 振幅特性  $M(\omega_C) = 1$

⑦ 遅延特性  $\tau(\omega_C) = (2^n - 2) / f_C$

$$\dots (30)$$

または、

①' サンプリング周波数  $f_S$  を帯域通過フィルタの中心周波数  $f_C$  の6倍に選  
び、

②'  $m$  を  $m > 0$  の整数とし、

$$\textcircled{3}' \quad a_0 = 2^{-(2m+1)}, \quad a_1 = 0, \quad a_2 = -a_0 \text{ とし、}$$

$$\textcircled{4}' \quad b_1 = -(1 + 2^{(2m+1)})$$

$$\textcircled{5}' \quad b_2 = 1 - 2^{-2m} \text{ とすると、}$$

$$\textcircled{6}' \quad \text{振幅特性 } M(\omega_c) = 1、$$

$$\textcircled{7}' \quad \text{遅延特性 } \tau(\omega_c) = (2^{2m} - 1) / 3 f_c$$

... (31)

となり、フィルタの入出力で中心周波数の位相と振幅が一致する。

#### 【0023】

また、 $a_0 = 2^{-(2m+1)}$  であるので、係数演算はビットシフトにより可能であり、演算が簡単になり、しかも係数誤差がないので高精度となる。

また、 $a_0$  を 0 に近づけるに従ってフィルタの帯域が狭くなり、目的に応じて  $a_0$  を選ぶことにより容易に目的とする帯域幅を得ることができる。

#### 【0024】

つぎに、図 1 を参照して、本発明の第 1 の実施例について説明する。図 1 は第 1 の実施例の構成図である。

図 1 において、1 および 2 は遅延演算子、3 は 1 次入力帰還係数 ( $b_1$ )、4 は 2 次入力帰還係数 ( $b_2$ )、5 および 6 は加算器、7 は 0 次出力係数 ( $a_0$ )、8 は 2 次出力係数 ( $a_2$ )、9 は加算器、10 はデジタル信号処理を行うサンプリングパルスである。

#### 【0025】

サンプリングパルスの周波数  $f_s$  は、式 (31) に示されるように、帯域通過フィルタの中心周波数  $f_c$  の 6 倍に選定する。

$n$  を 3 または 3 以上の奇数とするとき、1 次入力帰還係数 ( $b_1$ ) 3 を  $-(1 - 2^{-n})$  に設定し、また 2 次入力帰還係数 ( $b_2$ ) 4 を  $1 - 2^{-(n-1)}$  に設定する。

#### 【0026】

また、0 次出力係数 ( $a_0$ ) 7 を  $2^{-n}$  に設定し、2 次出力係数 ( $a_2$ ) 8 を  $2^{-n}$  に設定する。

このように設定して動作させることにより、フィルタの入出力で周波数の位相

と振幅を一致させることができる。

また係数は2のベキ乗としているため高精度の係数を容易に得ることができる。

#### 【0027】

つぎに、図2を参照して、本発明の第2の実施例を説明する。図2は第2の実施例の構成図である。

第1の実施例では、0次出力係数( $a_0$ )7を $a_0 = 2^{-n}$ に、また2次出力係数( $a_2$ )8を $a_2 = -2^{-n}$ と設定していた。

#### 【0028】

すなわち、 $a_0 = -a_2$ であり、0次出力に $a_0$ を、2次出力に $-a_2$ を乗算した出力を加算器9で加算し、出力信号を得ていた。

第2の実施例では乗算する回数を減ずるようにしたものである。

すなわち、図2に示されるように、0次出力より2次出力を減算器11で減算させ、減算させた出力に係数( $a = 2^{-n}$ )12を乗算させている。

#### 【0029】

以上、2次のIIR型デジタルフィルタについて説明したが、このデジタルフィルタの中心周波数をパイロット信号の19KHzとし、サンプリング周波数をその6倍として、図4で説明したパイロット信号キャンセル装置の帯域通過フィルタ20と置換することによって、フィルタの入出力においてパイロット信号の位相と振幅を一致させることができ、減算器21でこの入出力差をとることにより、FM検波された信号からパイロット信号を完全にキャンセルすることができる。つまり、所定の信号に含まれる単一周波の基準信号を除去するものであればなんでも良い。

#### 【0030】

また、例えばRDS放送においては、データ復調用に57KHzの基準信号が検波信号に重畳されているが、このような57KHzの基準信号をキャンセルさせる場合においてはサンプリング周波数を57KHzの6倍にすることによって容易に基準信号をキャンセルさせることができる。

#### 【0031】

【発明の効果】

以上説明したように、2次の帯域通過IIR型デジタルフィルタにおいて、サンプリング周波数を通過帯域周波数帯の中心周波数の6倍とし、 $n$ を3または3以上の奇数として、1次の入力帰還係数 $b_1$ を $-1 + 2^{-n}$ 、2次の入力帰還係数 $b_2$ を $1 - 2^{-(n-1)}$ とするようにしたので、入出力の中心周波数での位相を一致させることができる。

【0032】

また係数は2のべき乗としているために高精度の係数を容易に得ることができる。

また0次の出力係数を $2^{-n}$ 、2次の出力係数を $-2^{-n}$ とするようにしたので、入出力の中心周波数における振幅を一致させることができる。

【0033】

またFM検波された信号に含まれるパイロット信号をフィルタで抽出し、抽出されたパイロット信号をFM検波された信号より減算してパイロット信号をキャンセルさせる装置の前記フィルタに前述した2次の帯域通過IIR型デジタルフィルタを適用することによって容易にかつ完全にパイロット信号をキャンセルさせることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明の第1の実施例の構成図である。

【図2】

本発明の第2の実施例の構成図である。

【図3】

2次のIIR型デジタルフィルタの構成図である。

【図4】

従来例を説明するための図である。

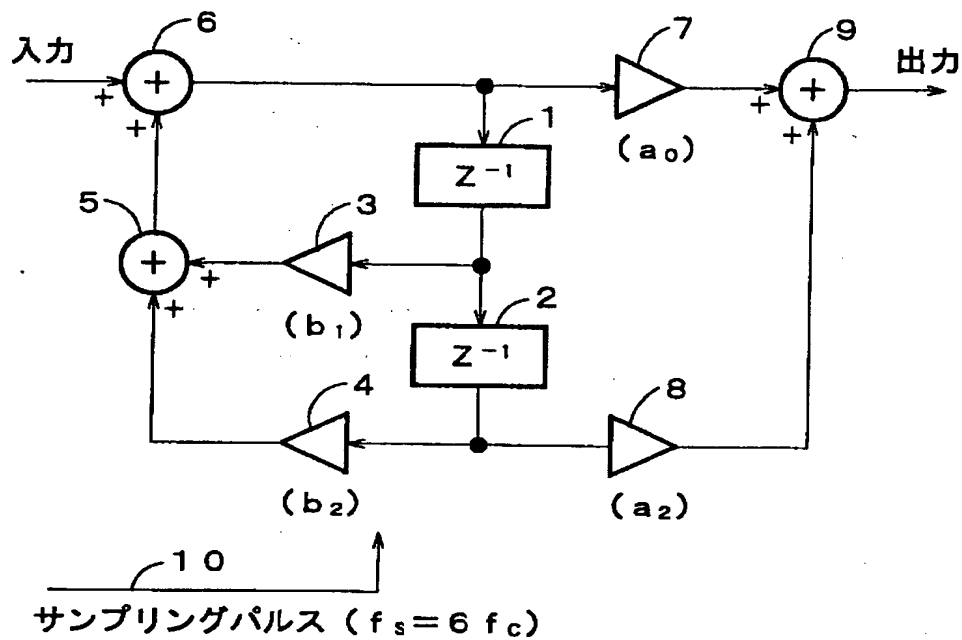
【符号の説明】

- 1, 2      遅延演算子
- 3          1次入力帰還係数

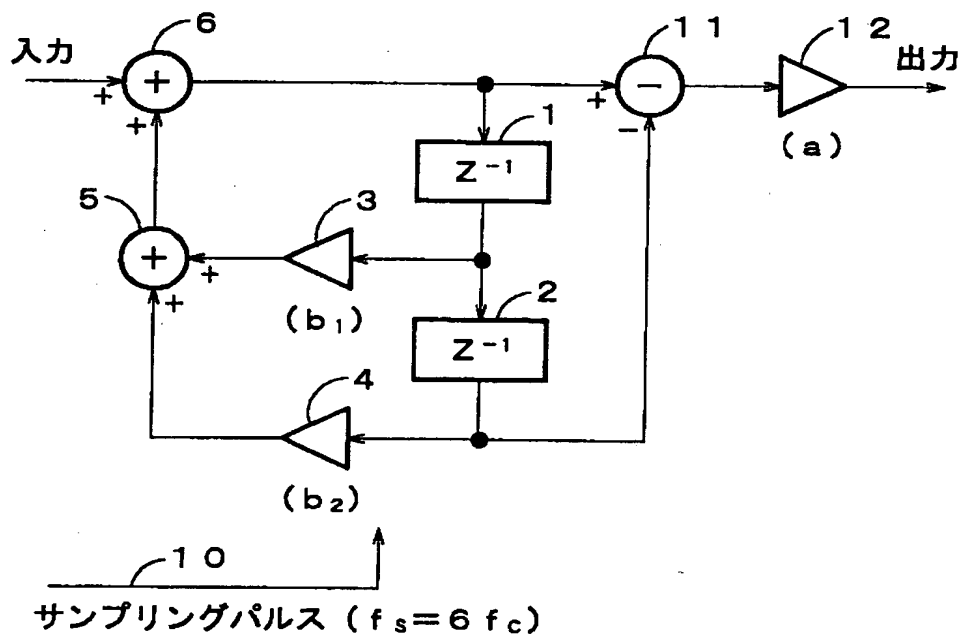
- 4            2 次入力帰還係数
- 5, 6, 9    加算器
- 7            0 次出力係数
- 8            2 次出力係数
- 1 1, 2 1    減算器
- 1 2           出力係数

【書類名】 図面

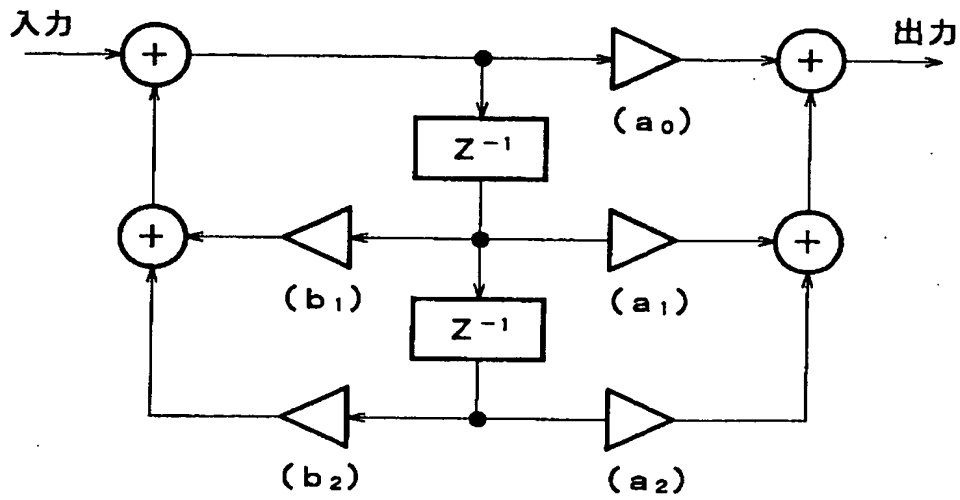
【図 1】



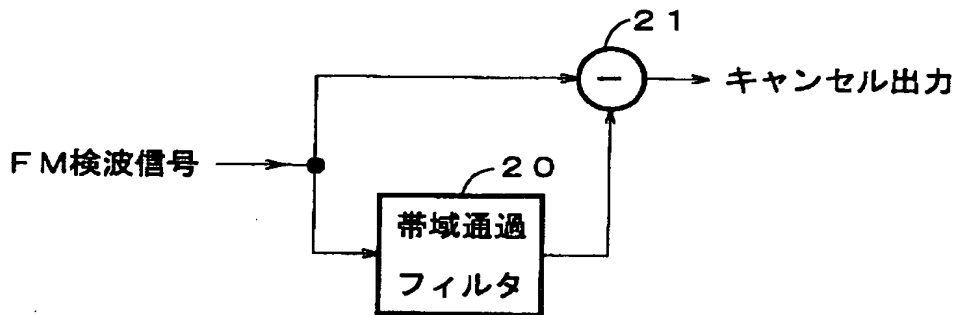
【図 2】



【図 3】



【図 4】





【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 簡単な構成で精度の良い2次の帯域通過IIR型デジタルフィルタおよびデジタルフィルタを用いた基準信号キャンセル装置を提供する。

【解決手段】 2次の帯域通過IIR型デジタルフィルタにおいて、サンプリング周波数を通過帯域の中心周波数の6倍とし、 $n$ を3または3以上の奇数とするとき、1次の入力帰還係数 $b_1$ を $b_1 = -1 + 2^{-n}$ 、および2次の入力帰還係数 $b_2$ を $b_2 = 1 - 2^{-(n-1)}$ とする。

【選択図】 図1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000005016]

1. 変更年月日 1990年 8月31日  
[変更理由] 新規登録  
住 所 東京都目黒区目黒1丁目4番1号  
氏 名 パイオニア株式会社